

Japanese Patent Laid-open Publication No. HEI 5-142504 A

Publication date : June 11, 1993

Applicant : FUJITSU LIMITED

Title : OPTICAL TRANSMITTER

5

(57) [Abstract]

[Object] The present invention relates to an optical transmitter equipped with a Mach-Zehnder optical modulator, and has an object of providing an optical transmitter suitable for high-speed transmission that does not require a capacitor for connecting between the optical modulator and a driving circuit.

10

[Construction] Consists of a light source 50, a Mach-Zehnder optical modulator 48 equipped with a signal electrode 12 and a bias electrode 16, an optical branching circuit 28 for branching an output optical signal, a driving circuit for giving a driving voltage to a signal electrode 12, and an operating point control circuit for giving a bias voltage to the bias electrode 16.

15

20

[0064] Fig. 11 is a block diagram of an optical transmitter showing a preferred embodiment of the present invention. 48 denotes a Mach-Zehnder optical modulator equipped with a signal electrode 12 and a bias electrode 16. In this example, a structure shown in Fig. 1 is used.

25

Best Available Copy

[0065] A light from a DFB laser diode 50 as a light source is input to the optical modulator 48 through an optical isolator 52. A light output from the optical modulator 48 is branched by an optical branching circuit 28 consisting of a photocoupler and the like. One of the branched lights is transmitted to an optical transmission path not shown as an optical signal output. The other light obtained by branching by the optical branching circuit 28 is converted into an electric signal by a photoelectric converter 30 structured by using a photodiode and the like. This signal is amplified by an amplifier 64, and is then input to a phase detector 44.

[0066] 54 denotes an amplifier circuit as a driving circuit. This amplifier circuit 54 amplifies an input signal, and outputs a result as a driving voltage signal having a predetermined amplitude. 56 denotes an amplitude modulating circuit as a low-frequency superimposing circuit for superimposing a low-frequency signal with a driving voltage signal from the amplifier circuit 54.

[0067] A low-frequency signal from the oscillator 34 is input to the amplitude modulating circuit 56 through a variable resistor 58. The variable resistor 58 is for adjusting a modulation level of the amplitude modulated based on the low-frequency signal.

[0068] A phase detecting circuit 44 compares the phase

of a frequency component of a lower-frequency signal included in the electric signal from the photoelectric converter 30 with the phase of a low-frequency signal from an oscillator 34, and obtains a DC signal in the polarity corresponding to a direction of an operation point drift and at a level corresponding to the size of the operation point drift. Specifically, the phase detecting circuit 44 consists of a synchronous detector circuit 60 and a low-pass filter 62.

[0069] 66 denotes an operational amplifier as a bias control circuit. This operational amplifier 66 gives a bias voltage to the bias electrode 16 of the optical modulator so that the input DC signal becomes zero.

[0070] In this example, a driving voltage signal has been given directly to the signal electrode 12 without through a capacitor. Therefore, there is observed no driving waveform in a symmetrical shape. In order to make it possible to carry out a symmetrical modulation, a low-frequency signal is superimposed with the bias voltage that is given to the bias electrode 16. Specifically, a low-frequency signal from the oscillator 34 is given to the bias electrode 16 through a variable resistor 68 and a coupling capacitor 70.

[Brief Description of the Drawings]

[Fig. 11] Fig. 11 is a block diagram of an optical

transmitter that shows an embodiment of the present invention.

Fig. 11

5 Block diagram of the embodiment

- 48 Mach-Zehnder optical modulator
- 50 DFB laser
- 52 Optical isolator
- 10 54 Amplifier circuit
- 56 Amplitude modulating circuit
- ① Electric signal input
- 16 Bias electrode
- 12 Signal electrode
- 15 42 Terminating unit
- ② Operational amplifier circuit
- 28 Optical branching circuit
- 30 Photoelectric converter
- 62 Low-pass filter
- 20 60 Synchronous detector circuit
- 34 Oscillator
- ③ Optical signal output

(19) 日本国特許庁 (JP)

(12) 公開特許公報 (A)

特エムテック関東
(11) 特許出願公開番号

特開平 5-142504

(43) 公開日 平成 5 年 (1993) 6 月 11 日

(51) Int. Cl.

G02F 1/03
1/035

識別記号

502

庁内整理番号

FI

技術表示箇所

審査請求 未請求 請求項の数 8 (全 14 頁)

(21) 出願番号 特願平 3-302893

(22) 出願日 平成 3 年 (1991) 11 月 19 日

(71) 出願人 000005223

富士通株式会社

神奈川県川崎市中原区上小田中 1015 番地

(72) 発明者

西本 央

神奈川県川崎市中原区上小田中 1015 番地

富士通株式会社内

(74) 代理人

弁理士 松本 昂

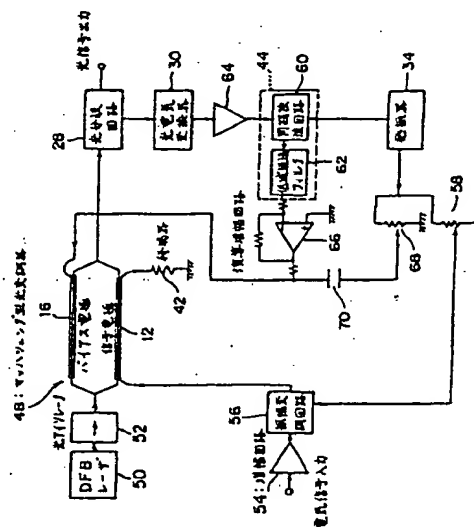
(54) 【発明の名称】 光送信機

(57) 【要約】

【目的】 本発明はマッハツェンダ型光変調器を備えた光送信機に関し、光変調器と駆動回路の接続にコンデンサを必要としない高速化に適した光送信機の提供を目的とする。

【構成】 光源 50 と、信号電極 12 及びバイアス電極 16 を備えたマッハツェンダ型の光変調器 48 と、出力光信号を分岐する光分岐回路 28 と、信号電極 12 に駆動電圧を与える駆動回路と、バイアス電極 16 にバイアス電圧を与える動作点制御回路とから構成する。

実施例ブロック図



【特許請求の範囲】

【請求項 1】 光源と、

該光源からの光が入力される入力ポート (4) と該入力ポートに入力した光を 2 分岐して伝搬させる一対の分岐導波路 (6, 8) と該分岐導波路をそれぞれ伝搬した光を合流して出力する出力ポート (10) と上記分岐導波路の伝搬光に位相変化を与える互いに絶縁された信号電極 (12) 及びバイアス電極 (16) とを備えたマッハツェンダ型の光変調器と、

上記出力ポートから出力された光を分岐する光分岐回路 (28) と、

入力信号の論理レベルに対応して上記出力ポートから出力される光がオン・オフするような位相変化が上記分岐導波路の伝搬光に与えられるように上記信号電極に駆動電圧を与える駆動回路と、

上記光分岐回路で分岐された光の強度レベルに基づき上記光変調器の動作特性曲線のドリフトを検出して、動作点が上記動作特性曲線に対して一定の位置になるような位相変化が上記分岐導波路の伝搬光に与えられるように上記バイアス電極にバイアス電圧を与える動作点制御回路とを備えたことを特徴とする光送信機。

【請求項 2】 上記駆動回路と上記信号電極 (12) がコンデンサを介さずに直流的に接続されていることを特徴とする請求項 1 に記載の光送信機。

【請求項 3】 上記信号電極 (12) は上記駆動電圧による電界が上記分岐導波路 (6, 8) の伝搬光の伝搬方向と同一の方向に伝搬するように進行波型に構成され、該信号電極の上記伝搬方向下流側の端部には終端抵抗器がコンデンサを介さずに直流的に接続されていることを特徴とする請求項 2 に記載の光送信機。

【請求項 4】 上記光変調器は Z カット $LiNbO_3$ 基板に Ti を拡散させた光導波構造を含むことを特徴とする請求項 3 に記載の光送信機。

【請求項 5】 上記一対の分岐導波路 (6, 8) のうちの一方 (6) に上記信号電極 (12) が装荷され、他方 (8) に上記バイアス電極 (16) が装荷されていることを特徴とする請求項 4 に記載の光送信機。

【請求項 6】 上記一対の分岐導波路 (6, 8) のうちの同じ側に上記信号電極 (12) 及びバイアス電極 (16) が装荷されていることを特徴とする請求項 4 に記載の光送信機。

【請求項 7】 上記動作点制御回路は、低周波信号を出力する発振器 (34) と、上記駆動回路から上記信号電極 (12) に入力する信号を上記低周波信号で振幅変調する低周波重畳回路と、上記光分岐回路 (28) で分岐された光を電気信号に変換する光-電気変換器 (30) と、該電気信号に含まれる上記低周波信号の周波数成分の位相を上記低周波信号の位相と比較して上記ドリフトの方向に応じた極性で且つ上記ドリフトの大きさに応じたレベルの DC 信号を出力する位相検出回路 (44) と、該 DC 信号が零になるように上記バイアス電圧をフィードバック制御するバ

ィアス制御回路とを含むことを特徴とする請求項 1 乃至 6 のいずれかに記載の光送信機。

【請求項 8】 上記バイアス電圧には上記低周波信号と同位相又は逆位相で且つ所定の振幅を有する AC 信号が重畳され、該 AC 信号の位相及び振幅は、上記一対の分岐導波路 (6, 8) の伝搬光が合流するときの伝搬光間の位相差の波形においてスペース側の包絡線とマーク側の包絡線が逆相で且つ同振幅になるように設定されることを特徴とする請求項 7 に記載の光送信機。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【産業上の利用分野】 本発明は光通信システムに使用される光送信機に関し、さらに詳しくは、外部光変調器を備えた光送信機の改良に関する。

【0002】 従来、光通信システムに使用される光送信機においては、レーザダイオードに流れる電流をデ-信号により変調する直接変調方式が採用されていた。しかし、直接変調方式では、光ファイバ内の波長分散により、伝送速度が高くなるのに従って出力される光信号の動的波長変動 (チャーピング) の影響が大きくなるので、長距離伝送が困難となってきた。

【0003】 そこで、原理的にチャーピングが生じにくいマッハツェンダ型光変調器その他の外部光変調器を備えた光送信機が検討されている (外部変調方式)。この種の光送信機にあつては、経時変化や温度変化に伴って光変調器の動作点がドリフトするので、動作点を安定化するための制御ループが必要になる。また、動作点安定化のための制御ループの回路構成上、信号の急峻なマーク率変化に対応できないことがあり、その改善が求められている。

【0004】

【従来の技術】 光送信機に用いられる光変調器としてマッハツェンダ型の光変調器が知られている。マッハツェンダ型の光変調器は、光源からの光が入力される入力ポートと、入力ポートに入力した光を 2 分岐して伝搬させる一対の分岐導波路と、分岐導波路をそれぞれ伝搬した光を合流して出力する出力ポートと、分岐導波路の伝搬光に位相変化を与えるための電極とを備えている。

【0005】 分岐導波路の伝搬光が同相 (位相差が $2n\pi$ (n は整数)) で合流すると光出力はオンとなり、分岐導波路の伝搬光が逆相 (位相差が $(2n+1)\pi$ (n は整数)) で合流すると光出力はオフとなるから、電極に与える電圧を入力信号に従って変化させることによって、チャーピングが少ない強度変調が可能になる。

【0006】 電極に与える電圧を入力信号に従って変化させるに際しては、温度変動等に伴う光変調器の動作点ドリフトを補償する必要がある。例えば、動作点が最適位置になるように電極にバイアス電圧を与えておき、この状態で出力光がオン・オフするように、バイアス電圧に駆動電圧を重ねる。

【0007】このような動作点安定化のための技術としては、特開昭49-42365号、特願平2-50189号に開示されたものが知られている。

【0008】

【発明が解決しようとする課題】マッハツェング型光変調器の電極に駆動電圧及びバイアス電圧を与える場合、バイアス電圧はD.Cであるからバイアス回路は電極に直流的に接続する必要がある。しかし、駆動回路と電極の接続については、駆動回路と電極を直流的に接続すると、バイアス電圧が駆動回路に直接加わり駆動回路の動作点に変化して駆動波形が劣化したり、駆動回路の耐圧を加えて駆動回路が破壊される恐れがあるので、駆動回路と電極は直流的に接続せずに、D.Cに対するデカップリング用のコンデンサ（キャパシタ）を介して接続していた。

【0009】駆動回路と電極の接続をコンデンサを介して行った場合、コンデンサの周波数特性が必ずしも十分ではなく、高速の信号を通したときに信号波形が歪むことがあるという問題があった。

【0010】本発明はこのような事情に鑑みて創作されたもので、マッハツェング型光変調器と駆動回路の接続にコンデンサを必要としない高速化に適した光送信機の提供を目的としている。

【0011】本発明の他の目的は、以下の説明により明らかになる。

【0012】

【課題を解決するための手段】本発明の光送信機は、光源と、該光源からの光が入力される入力ポートと該入力ポートに入力した光を2分岐して伝搬させる一対の分岐導波路と該分岐導波路をそれぞれ伝搬した光を合流して出力する出力ポートと上記分岐導波路の伝搬光に位相変化を与える互いに絶縁された信号電極及びバイアス電極とを備えたマッハツェング型の光変調器と、上記出力ポートから出力された光を分岐する光分岐回路と、入力信号の論理レベルに対応して上記出力ポートから出力される光がオン・オフするような位相変化が上記分岐導波路の伝搬光に与えられるように上記信号電極に駆動電圧を与える駆動回路と、上記光分岐回路で分岐された光の強度レベルに基づき上記光変調器の動作特性曲線のドリフトを検出して、動作点が上記動作特性曲線に対して一定の位置になるような位相変化が上記分岐導波路の伝搬光に与えられるように上記バイアス電極にバイアス電圧を与える動作点制御回路とを備えて構成される。

【0013】

【作用】本発明によると、光変調器の電極を互いに絶縁された信号電極とバイアス電極に分けているので、コンデンサを介することなくこの光変調器を駆動することができるようになる。本発明によるこの作用以外の作用については、以下の説明から明らかになる。

【0014】

【実施例】以下本発明の実施例を図面に基づいて説明する。図1は本発明の実施に使用することができるマッハツェング型の光変調器の一例を示す平面図、図2はA-A断面図である。この光変調器は、ZカットLiNbO₃からなる基板にTiを熱拡散させて光導波路を形成し、この光導波路に各電極を装荷して構成されている。

【0015】基板2上に形成された光導波路は、図示しない光源からの光が入力される入力ポート4と、入力ポート4からの光を2分岐して伝搬させる一対の分岐導波路6、8と、分岐導波路6、8の伝搬光を合流して出力する出力ポート10とからなる。

【0016】一方の分岐導波路6には信号電極12が装荷されており、他方の分岐導波路8にはバイアス電極16が装荷されている。14は信号電極12の近傍に設けられた接地電極、18はバイアス電極16の近傍に設けられた接地電極である。尚、各電極と基板2の間にはSiO₂等からなるバッファ層20が形成されているが、図面が不明瞭にならないようにこのバッファ層は図1には図示されていない。

【0017】駆動電圧は信号電極12と接地電極14の間に印加され、バイアス電圧はバイアス電極16と接地電極18の間に印加される。信号電極12は、駆動電圧による電界が分岐導波路6の伝搬光の伝搬方向と同一の方向に伝搬するように進行波型に構成されている。信号電極12への信号の入力は、信号電極12の上記伝搬方向上流側の端部12Aからなされる。また、信号電極12の上記伝搬方向の下流側の端部12Bには終端抵抗器が接続される。

【0018】信号電極12を進行波型に構成することによって、そうでない場合と比較してより高速な変調が可能になる。本実施例では、基板がZカットタイプなので、図2に示されるように、分岐導波路6、8の真上に信号電極12及びバイアス電極16を装荷するとともに、その近傍に接地電極14、18を形成しておくことによって、分岐導波路6、8に対する効果的な電界の印加が可能になる。

【0019】基板がZカットLiNbO₃から形成されている場合には、次のようにしても分岐導波路に効果的に電界を印加することができる。図3は本発明の実施に使用することができる光変調器の他の構成例を示す断面図である。この例では、分岐導波路6、8の真上にそれぞれ信号電極12及びバイアス電極16を装荷し、基板2の裏面側に共通の接地電極22を形成している。このように信号電極及びバイアス電極と接地電極とを異なる平面上に形成することによっても、分岐導波路の伝搬光に所要の位相変化を与えることができる。

【0020】図4は本発明の実施に使用することができる光変調器のさらに他の構成例を示す平面図である。これまでに説明した光変調器の構成例では、一対の分岐導波路のうちの一方に信号電極を装荷し、他方にバイアス

電極を装荷していたが、この実施例では、一对の分岐導波路 6, 8 のうちの一方の分岐導波路 8 に信号電極 12 及びバイアス電極 16 を装荷し、他方の分岐導波路 6 に、信号電極及びバイアス電極にそれぞれ対応した接地電極 14, 18 を装荷している。

【0021】このように、信号電極とバイアス電極が絶縁されているという条件を満たせば、信号電極及びバイアス電極の種々の構成態様を採用可能である。LiNbO₃ の Z カット面以外の結晶面上に光導波路を形成する場合には、効果的な電界の印加を可能とするための種々の電極の配置形態を採用可能である。例えば、分岐導波路の側部に電極を形成してもよい。

【0022】このように信号電極及びバイアス電極を独立に有するマッハツェンダ型光変調器を備えた光送信機の優位性を説明するために、信号電極とバイアス電極が別個に設けられていない一般的な光変調器（例えば図 4 の構成でバイアス電極 16 及び接地電極 18 が不在の場合に相当）の動作特性を説明する。

【0023】図 5 は一般的なマッハツェンダ型光変調器の入出力特性を示す図である。図において、①は動作点ドリフトを生ずる前の特性を示し、②は動作点ドリフトを生じた場合の特性を示す。

【0024】ここで、「動作点ドリフト」は、出力光電力と印加電圧の関係を表す動作特性曲線の印加電圧増減方向へのドリフトのことである。マッハツェンダ型光変調器の動作特性曲線は、図示したように印加電圧に対して周期性を有する。従って、入力信号の各論理値に対応して、出力光電力の極小値及び極大値が得られる駆動電圧 V_0 及び V_1 を用いることにより、効率的な 2 値変調を行うことができる。

【0025】このようなマッハツェンダ型光変調器から出力される光信号においては、動作点ドリフトの発生時に駆動電圧 V_0 , V_1 が一定であると、上述の周期性により波形歪及び消光比劣化を生ずる。このため、動作点ドリフトが発生したときにそのドリフトを dV とすると、駆動電圧 V_0 , V_1 をそれぞれ $V_0 + dV$, $V_1 + dV$ として動作点ドリフトを補償するのが望ましい。

【0026】動作点ドリフトを補償するための動作点制御の方法としては、例えば、入力信号の一方の論理レベルに低周波信号を重畳して光変調器を駆動し、出力される光信号から検出される低周波信号の位相により動作点を制御する方法が知られている（特開昭 49-42365 号）。

【0027】しかし、入力信号の一方の論理レベルに低周波信号を重畳して変調器を駆動する非対称変調（ここでの「変調」は信号伝送のための変調ではなく動作点制御のための低周波信号による変調である。）による場合、入力信号の立ち上がり時間或いは立ち下がり時間が大きい場合に、必ずしも最適動作点を保持することができない（定量的考察は後述）。

【0028】入力信号に依存せず、動作点ドリフトに伴う出力光信号の波形歪及び消光比の劣化を防止することができる動作点制御の方法として、対称変調によるものがある（特願平 2-50189 号）。

【0029】本発明の優位性を説明するために、対称変調を実施するための構成の理解とその動作の定量的考察とが必要不可欠と思われるので、これを詳述することにする。

【0030】図 6 は対称変調の実施に使用する光送信機の構成例を示すブロック図である。信号用電極 12 を備えたマッハツェンダ型光変調器 26 には光源 24 からの光が入力され、光変調器 26 の出力光は、光分岐回路 28 で分岐される。光分岐回路 28 で分岐された一方の光は光信号出力として取り出され、他方の光は光/電気変換器 30 により電気信号に変換される。

【0031】駆動回路 32 は、入力信号の論理レベルに対応して光出力がオン・オフするように駆動電圧を出力し、この駆動信号は、低周波重畳回路 36 で発振器 34 からの低周波信号を重畳される。

【0032】低周波信号が重畳された駆動信号は、デカップリングコンデンサ 38 を介して信号電極 12 に入力される。信号電極 12 の出力端は、デカップリングコンデンサ 40 を介して終端抵抗 42 に接続される。

【0033】位相検出回路 44 は、光/電気変換器 30 からの電気信号に含まれる低周波信号の周波数成分の位相を、発振器 34 からの低周波信号の位相と比較して、動作点ドリフトの方向に応じた極性で且つ動作点ドリフトの大きさに応じたレベルの DC 信号を出力する。

【0034】バイアス制御回路 46 は、位相検出回路 44 からの DC 信号が零になるように信号電極 12 に与えるバイアス電圧をフィードバック制御する。マッハツェンダ型の光変調器 26 で光信号に変換される入力信号波形は、図 7 に (a) で示されるように、入力信号のスペース側とマーク側に低周波信号が互いに逆相で重畳されたものである（対称変調）。このような入力信号で、図 7 に (b) で示される入出力特性（動作特性曲線）を有する光変調器 26 を駆動すると、図 7 に (c) で示されるように、周波数 $2f_0$ (f_0 は低周波信号の周波数) の信号で振幅変調された出力光信号が得られる。

【0035】動作点ドリフトがない状態では、入力信号の各論理レベルに対応した駆動電圧 V_0 , V_1 が動作特性曲線上で隣り合う極小値及び極大値にそれぞれ対応しているので、出力光信号においては、スペース側の包絡線とマーク側の包絡線が互いに逆相となり、重畳成分の周波数は $2f_0$ となる。従って、光/電気変換器 30 の出力には、 f_0 の周波数成分が検出されない。

【0036】しかし、動作点ドリフトが生じると、図 8 及び図 9 に示すように、出力光信号のスペース側の包絡線とマーク側の包絡線は同相となる。出力される光信号の平均電力はこのような同相変調に伴って周波数 f_0 で

変動し、その周波数成分 f_0 の位相は動作点ドリフトの方向に応じて 180° 異なった値となる。従って、位相検出回路44の出力には、その周波数成分 f_0 の位相と発振器34が出力する低周波信号の位相との位相差に応じた極性で且つ動作点ドリフトの大きさに応じたレベルのDC信号が出現することとなる。

【0037】バイアス制御回路46は、このような動作点ドリフトに応じた信号により、出力光信号に周波数成分 f_0 が含まれないようにバイアス電圧を制御し、動作

$$P(V) = (1 - \cos(\pi(V - V_d))) / 2 \quad \dots (1)$$

【0040】で与えられる。尚、 V_d は、 V_π で正規化された動作点ドリフト電圧である。入力信号に対して周波数 f_0 ($= \omega_0 / 2\pi$) の低周波信号により変調度 m で振幅変調を行うと、これが対称変調である場合には、入力信号の論理レベル「0」及び「1」に対応する駆動電圧 V_0 、 V_1 は、

【0041】

【数2】

$$\begin{aligned} P_0 &= P(V_0) \\ &\approx (1 - \cos(\pi V_d) - \pi m \sin(\omega_0 t) \sin(\pi V_d)) / 2 \quad \dots (4) \\ P_1 &= P(V_1) \\ &\approx (1 + \cos(\pi V_d) - \pi m \sin(\omega_0 t) \sin(\pi V_d)) / 2 \quad \dots (5) \end{aligned}$$

【0044】の各近似式で与えられる。さらに、入力信号の立ち上がり時間及び立ち下がり時間における出力光信号の平均電力 P_2 は、

$$\begin{aligned} P_2 &= \frac{1}{V_1 - V_0} \int_{V_0}^{V_1} P(V) dV \\ &= 1/2 - \cos(\pi V_0) \sin(\pi V_d) / (\pi (1 - 2V_0)) \\ &\approx 1/2 - ((1 + 2m \sin(\omega_0 t)) / \pi) \sin(\pi V_d) \quad \dots (6) \end{aligned}$$

【0046】の近似式で与えられる。図10は、アイバターンにおけるスペース部 (P_0)、マーク部 (P_1)、立ち上がり・立ち下がり部 (P_2) の出現確率を示す図である。

【0047】図において、 M は入力信号のマーク率を示し、 r は入力信号のビットレート f_b と入力信号の立ち上がり時間及び立ち下がり時間 ($= r (1/f_b)$) と

$$\begin{aligned} P_{av} &= (r(1-M)^2 + (1-r)(1-M)) P_0 \\ &\quad + (rM^2 + (1-r)M) P_1 + 2r(1-M) M P_2 \\ &= K_0 P_0 + K_1 P_1 + K_2 P_2 \quad \dots (7) \end{aligned}$$

【0050】の式で与えられる。尚、 K_0 、 K_1 及び K_2 は、それぞれ上式中に示される比例定数である。従っ

点ドリフトを補正した最適の動作点を保持する。

【0038】次に、このような対称変調による動作点制御の動作原理を定量的に説明する。入力信号の振幅を V_π ($= |V_0 - V_1|$) とし、出力光信号の電力をそのピーク値で正規化した値を $P(V)$ とし、駆動電圧を V_π で正規化した値を V とすると、光変調器26の入出力特性は、

【0039】

【数1】

$$V_0 = m \sin(\omega_0 t) \quad \dots (2)$$

$$V_1 = 1 - m \sin(\omega_0 t) \quad \dots (3)$$

【0042】で与えられる。また、 m が十分小さい場合において、これらの各論理レベルに対応した出力光信号の電力 P_0 、 P_1 は、

【0043】

【数3】

【0045】

【数4】

の関係を示す定数である。

【0048】従って、このような出現確率を用いて、入力信号に重畳される低周波信号の周期 ($= 1/f_0$) より十分短い時間で平均した出力光信号の電力 P_{av} は、

【0049】

【数5】

て、出力光信号の電力 P_{av} に含まれる低周波信号の周波数 f_0 の成分 P は、

【0051】

【数6】

$$P = - \{ ((r(1-M)^2 + (1-r)(1-M) + (rM^2 + (1-r)M)) (\pi/2) + 2r(1-M)M (\pi/2)) \times m \sin(\pi Vd) \sin(\omega_0 t) \quad \dots (8)$$

【0052】の式で与えられる。従って、周波数 f_0 の成分 P は、動作点ドリフトの方向(Vd の極性)によってその位相が 180° 異なる。また、この周波数成分 P を基準周波数 $\sin(\omega_0 t)$ と乗算すると、動作点ドリフトの方向に応じた正負のDC成分を検出することができる。即ち、このDC成分を「0」とする制御を行うことによって、動作点を最適に保持することができる。

【0053】尚、周波数成分 P が常に「0」となるのは動作点ドリフト Vd が「0」の場合だけであるので、入力信号の波形に応じて変動するパラメータ M 及び r に依

存せずに動作点を最適に制御できる。

【0054】一方、非対称変調による動作点制御の動作原理についても対称変調の場合と同様に定量的に説明することができるが、ここでは説明の重複を避けるために、各式の異なる点を記述することに留める。即ち、非対称変調の場合には、(2)、(4)、(6)及び(8)の各式に代えて以下の式が適用される。

【0055】

【数7】

$$V_0 = 0 \quad \dots (2')$$

$$P_0 = (1 - \cos(\pi Vd)) / 2 \quad \dots (4')$$

$$P_2 = \frac{1}{V_1 - V_0} \int_{V_0}^{V_1} P(V) dV$$

$$= \frac{1}{2} - \frac{\sin(\pi(V_1 - Vd)) + \sin(\pi Vd)}{2\pi V_1}$$

$$= \frac{1}{2} - \frac{\sin(\pi Vd)}{\pi}$$

$$- \frac{m}{2\pi} (\pi \cos(\pi Vd) + 2\sin(\pi Vd)) \sin(\omega_0 t)$$

$$- (1/2) \cos(\pi Vd) (m \sin(\omega_0 t))^2 \dots (6')$$

$$P = - \{ K_1 (\pi/2) \sin(\pi Vd) + K_2 (1/2\pi) (\pi \cos(\pi Vd) + 2\sin(\pi Vd)) \} \times m \sin(\omega_0 t)$$

$$= Km \sin(\pi Vd + \theta) \sin(\omega_0 t) \quad \dots (8')$$

【0056】尚、(8')式において K 、 θ は次の式を満足する。

【0057】

【数8】

$$K = ((K_2/2)^2 + (\pi K_1/2 + K_2/\pi)^2)^{1/2}$$

$$\theta = \tan^{-1} (\pi K_2 / (\pi^2 K_1 + 2K_2))$$

【0058】従って、非対称変調の場合には、(8')式から明らかなように、 $P=0$ となるのは、 $\sin(\pi Vd + \theta) = 0$ のときであり、安定点は最適動作点から $-\theta/\pi$ だけずれた点となり、入力信号の立ち上がり時間、立ち下がり時間及びマーク率に応じて波形歪及び消光比

劣化が生じることがある。

【0059】図6の構成において、低周波信号が重畳された駆動信号を光変調器の信号電極にコンデンサを介して供給している理由は2つある。まず第1に、直流のバイアス電圧が駆動回路に加わって安定な動作が阻害され

ることを防止するためである。これは対称変調の場合のみならず非対称変調の場合にも共通する。

【0060】第2に、これは対称変調の場合に特有のものであるが、図7に(a)で示されるような対称な駆動波形を得るためである。即ち、低周波信号が単に重畳された駆動電圧信号をコンデンサに通すことによって、低周波成分が除去されて対称な駆動波形が得られる。

【0061】本発明によりコンデンサが不要になるという作用は、コンデンサにおける周波数特性が不十分であることに起因する信号波形の劣化を防止し得るという点で効果的である。

【0062】また、この点に加えて、コンデンサを不要にすることにより、マーク率が急峻に変化したときの信号波形の劣化を防止し得るようになるという効果もある。具体的には次の通りである。

【0063】対称変調による動作点制御が行われている場合には、マーク率が1/2以外の場合にも適正な動作点となるように制御されるので、動作点制御ループの時定数に比べて十分遅いマーク率変化では信号波形は劣化しない。しかし、動作点制御ループの時定数程度からコンデンサで遮断される周波数に対応する時定数程度の間で生じるマーク率変化によって、信号波形は劣化する。従って、このような場合にコンデンサを不要にする要求があるのである。

【0064】図11は本発明の望ましい実施例を示す光送信機のブロック図である。48は信号電極12及びバイアス電極16を備えたマッハツェンゲ型の光変調器であり、この例では図1に示された構成のものが用いられている。

【0065】光源としてのDFBレーザダイオード50からの光は、光アイソレータ52を介して光変調器48に入力される。光変調器48から出力された光は、光カプラ等からなる光分岐回路28で分岐され、分岐された一方の光は、光信号出力として図示しない光伝送路に送出される。光分岐回路28で分岐された他方の光は、フォトダイオード等を用いて構成される光/電気変換器30により電気信号に変換され、この信号は増幅器64で増幅されて位相検出回路44に入力する。

【0066】54は駆動回路としての増幅回路であり、この増幅回路54は、入力信号を増幅して所定の振幅の駆動電圧信号として出力する。56は増幅回路54からの駆動電圧信号に低周波信号を重畳する低周波重畳回路としての振幅変調回路である。

【0067】発振器34からの低周波信号は、可変抵抗器58を介して振幅変調回路56に入力される。可変抵抗器58は低周波信号による振幅変調の変調度を調整するためのものである。

【0068】位相検出回路44は、光/電気変換器30からの電気信号に含まれる低周波信号の周波数成分の位相を発振器34からの低周波信号の位相と比較して、動

作点ドリフトの方向に応じた極性で且つ動作点ドリフトの大きさに応じたレベルのDC信号を得るためのものである。具体的には、位相検出回路44は、同期検波回路60と低域通過フィルタ62とからなる。

【0069】66はバイアス制御回路としての演算増幅器であり、この演算増幅器66は、入力するDC信号が零になるように光変調器のバイアス電極16にバイアス電圧を与える。

【0070】この例では、信号電極12にはコンデンサを介さずに直接駆動電圧信号が与えられているので、対称形状の駆動波形は得られない。そこで、対称変調を可能にするために、バイアス電極16に与えるバイアス電圧に低周波信号を重畳する。具体的には、発振器34からの低周波信号を、可変抵抗器68及びカップリングコンデンサ70を介してバイアス電極16に与えている。

【0071】次に、図11の光送信機の動作を説明する。対称変調の優位性については既に定量的に論じられているから、図11の構成でいかに対称変調が実現されるかを定性的に説明することにする。

【0072】図12は図11の光送信機の動作を説明するための波形図である。(A)は信号電極12に与えられる駆動電圧の波形、(B)はバイアス電極16に与えられるバイアス電圧の波形、(C)は信号電極12が装荷された側の分岐導波路における光の位相変化(ϕ_2)、(D)はバイアス電極16が装荷された側の分岐導波路における光の位相変化(ϕ_1)、(E)は分岐導波路の合流点における光の位相差($\phi_1 - \phi_2$)を表している。

【0073】図5、図7、図8及び図9における横軸は電圧で表されているが、より正確には、電圧印加によって生じた分岐導波路合流点における光の位相差に対応している。従って、以下の説明は光の位相差に基づいて行う。

【0074】バイアス電圧には、(B)に示すように、信号電極の駆動波形に重畳された低周波信号と同位相で且つ所定の振幅を有するAC信号が重畳されている。そして、このAC信号の振幅は、分岐導波路の伝搬光が合流するときの伝搬光間の位相差の波形(図12(E))において、スペース側の包絡線とマーク側の包絡線が逆相で且つ同振幅になるように設定される。信号電極の駆動波形に重畳する低周波信号及びバイアス電圧に重畳するAC信号の振幅は、それぞれ図11の可変抵抗器58、68により調整することができる。

【0075】尚、図4に示されたように、分岐導波路の一方に信号電極及びバイアス電極が装荷されているタイプの光変調器を用いる場合には、信号電極により与えられる光の位相変化とバイアス電極により与えられる光の位相変化の和が光出力強度に対応するので、バイアス電圧に重畳するAC信号は、信号電極の駆動波形に重畳する低周波信号と逆位相になるようにする。

【0076】このように、所定位相で且つ所定振幅のAC信号をバイアス電圧に重畳しておくことによって、図6の構成による場合と同様に対称変調を実現することができ、入力信号のマーク率等のパラメータに依存せずに動作点を最適に制御することができる。

【0077】また、コンデンサを介することなく駆動電圧信号を信号電極に与えるようにしているので、入力信号のマーク率が急峻に変化した場合にも、信号波形が歪む恐れがない。

【0078】

【発明の効果】以上説明したように、本発明によると、マッハツェンダ型の光変調器と駆動回路の接続にコンデンサを必要とせずに光変調器の動作点を安定化することができる高速化に適した光送信機の提供が可能になるという効果を奏する。

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明の実施に使用することができるマッハツェンダ型光変調器の一例を示す平面図である。

【図2】図1におけるA-A断面図である。

【図3】本発明の実施に使用することができるマッハツェンダ型光変調器の他の例を示す断面図である。

【図4】本発明の実施に使用することができるマッハツェンダ型光変調器のさらに他の例を示す平面図である。

【図5】マッハツェンダ型光変調器の入出力特性を示す

図である。

【図6】動作点制御における対称変調を説明するための光送信機のブロック図である。

【図7】図6の光送信機の出光信号の波形を説明するための図である。

【図8】図6の光送信機において正方向の動作点ドリフトが発生しているときの出力光信号の波形を説明するための図である。

【図9】図6の光送信機において負方向の動作点ドリフトが発生しているときの出力光信号の波形を説明するための図である。

【図10】アイパターンにおけるスペース部、マーク部、立ち上がり・立ち下がり部の出現確率を示す図である。

【図11】本発明の実施例を示す光送信機のブロック図である。

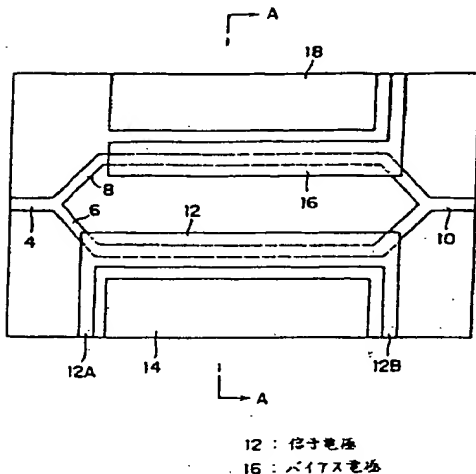
【図12】本発明の実施例における駆動波形等の波形図である。

【符号の説明】

- 4 入力ポート
- 6, 8 分岐導波路
- 10 出力ポート
- 12 信号電極
- 16 バイアス電極

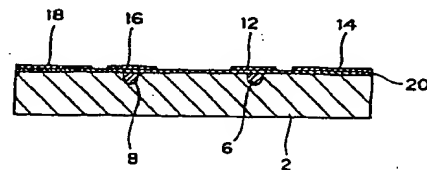
【図1】

光変調器の一例を示す平面図



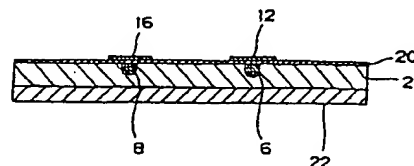
【図2】

A-A断面図



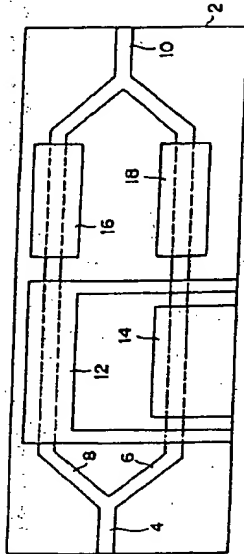
【図3】

光変調器の他の例を示す断面図



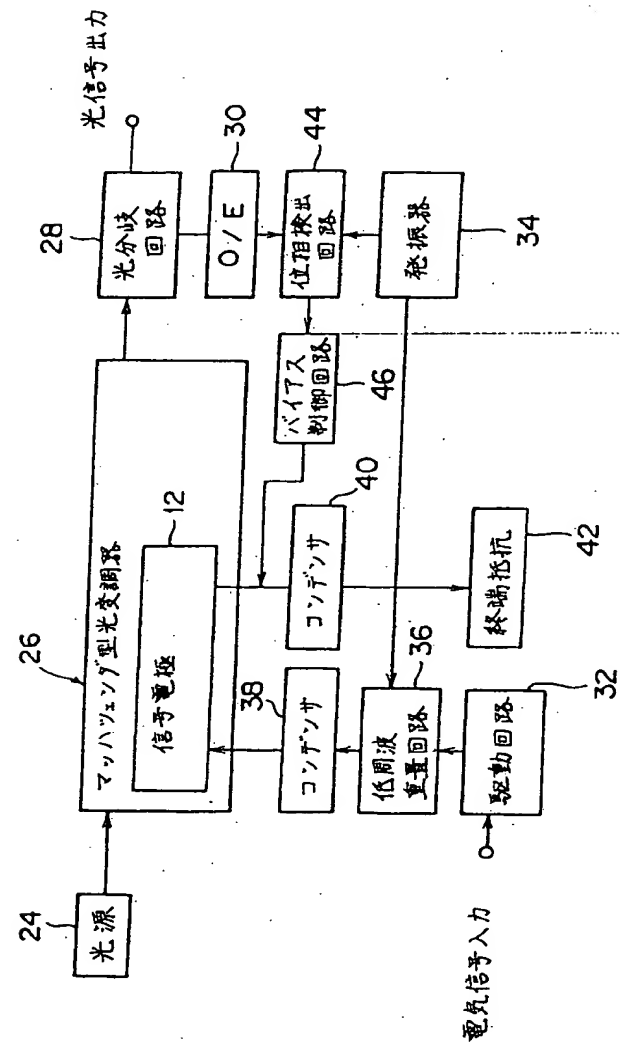
【図 4】

光変調器の更に他の例を示す平面図



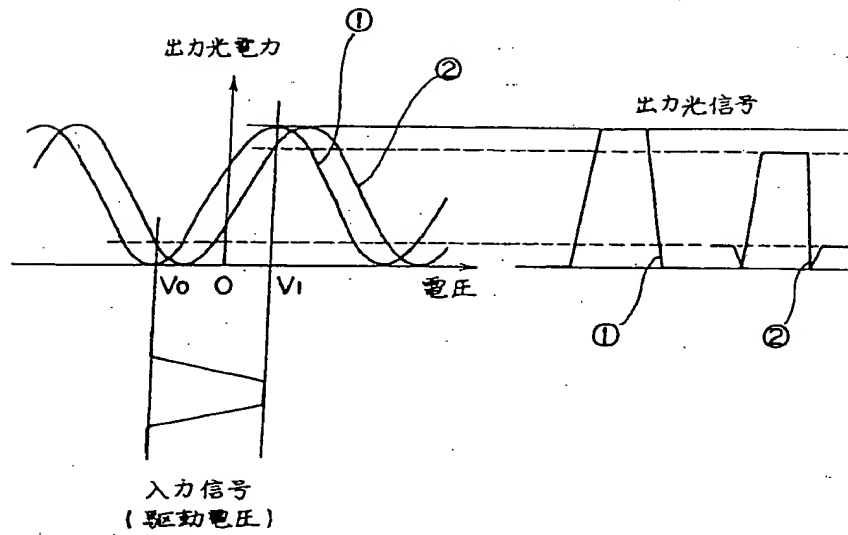
【図 6】

対称変調を説明するための光送信機のブロック図

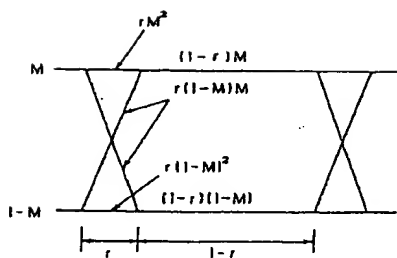


【図5】

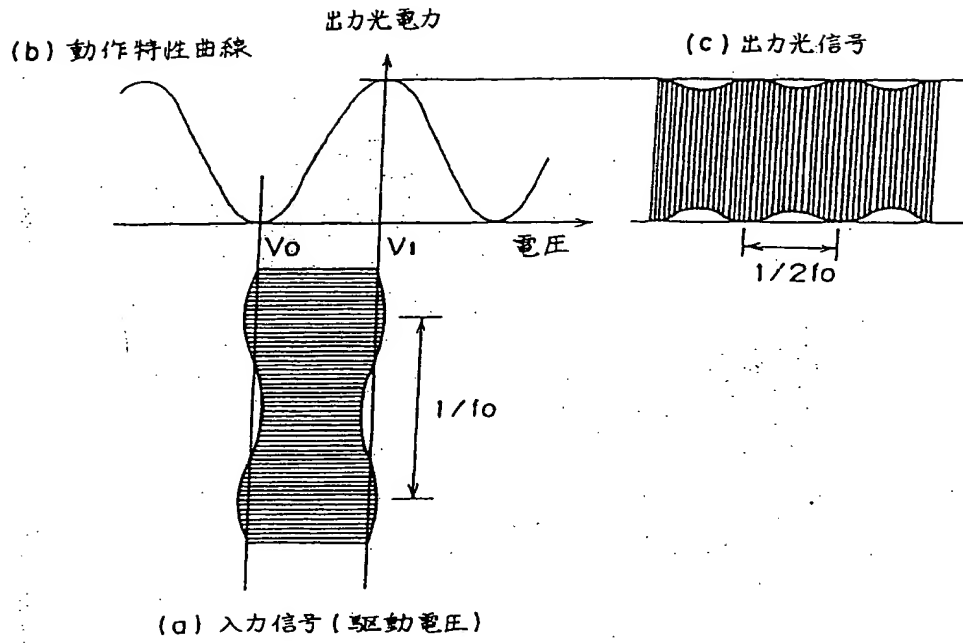
入出力特性を示す図



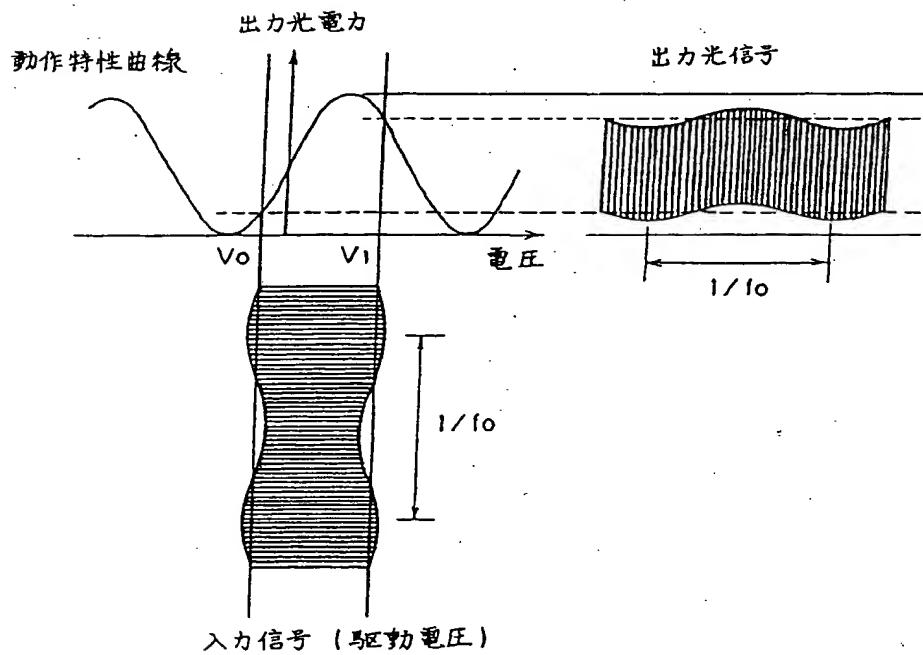
【図10】



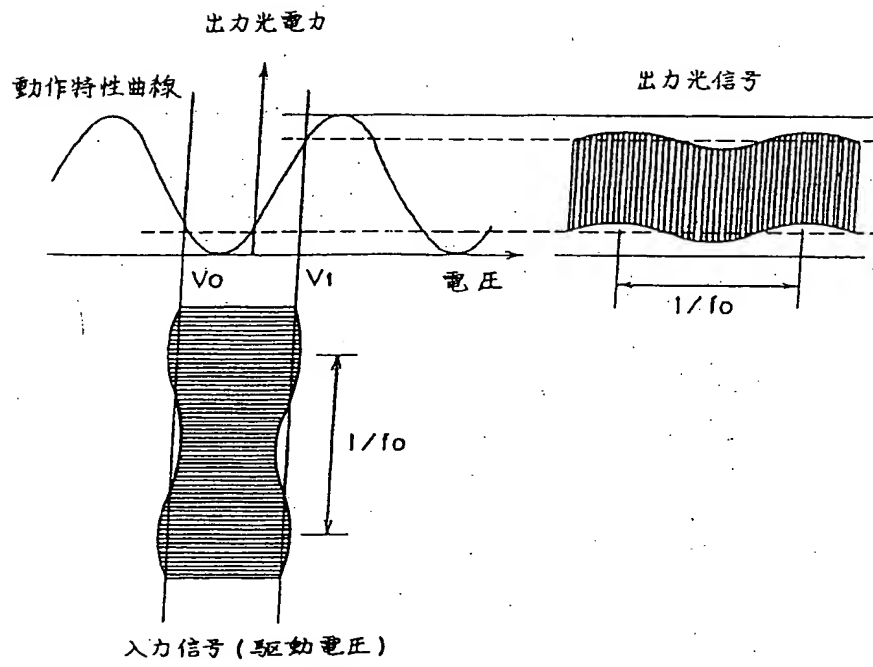
【図 7】



【図 9】

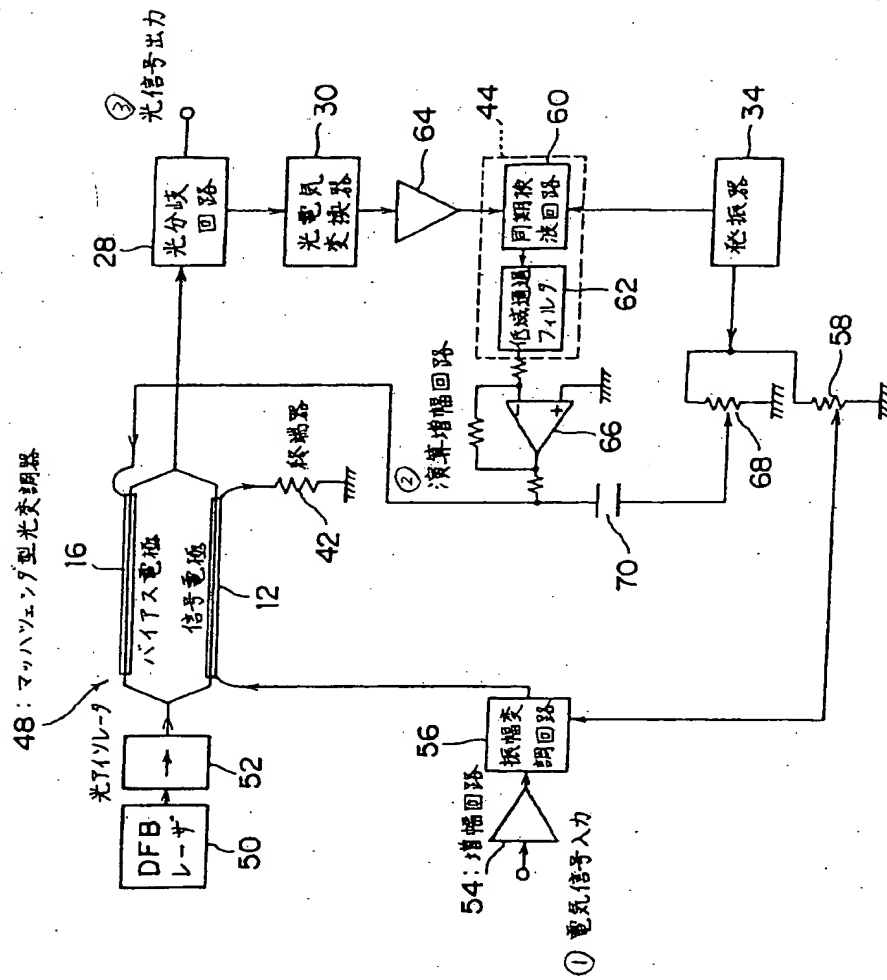


【図8】



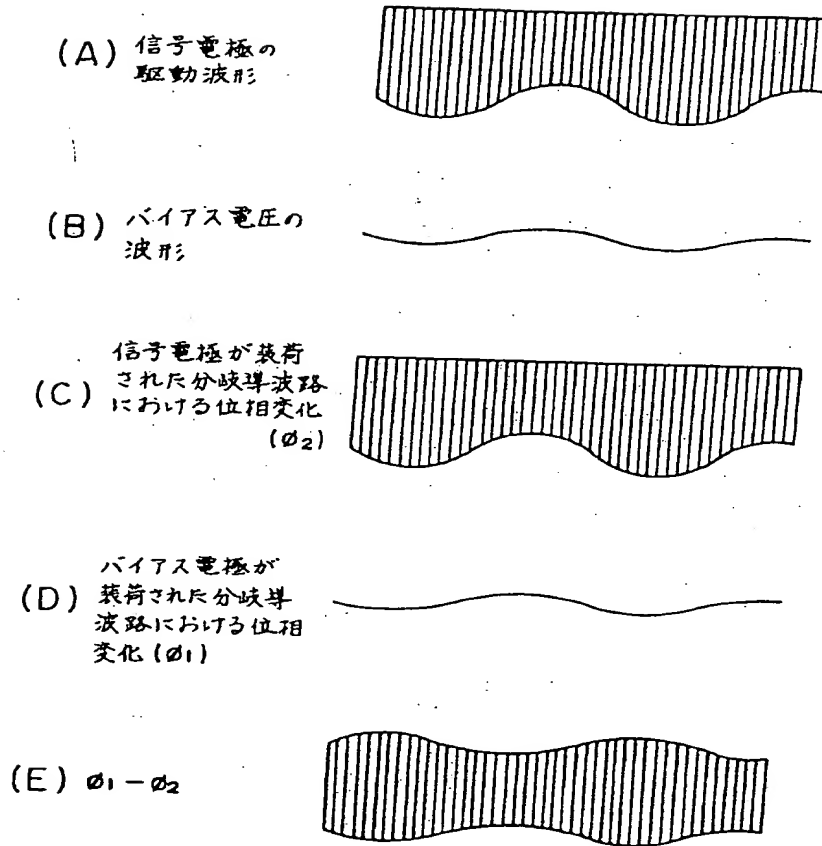
【図11】

実施例ブロック図



【図 1 2】

実施例波形図



**This Page is Inserted by IFW Indexing and Scanning
Operations and is not part of the Official Record**

BEST AVAILABLE IMAGES

Defective images within this document are accurate representations of the original documents submitted by the applicant.

Defects in the images include but are not limited to the items checked:

- ☐ **BLACK BORDERS**
- ☐ **IMAGE CUT OFF AT TOP, BOTTOM OR SIDES**
- ☐ **FADED TEXT OR DRAWING**
- ☐ **BLURRED OR ILLEGIBLE TEXT OR DRAWING**
- ☐ **SKEWED/SLANTED IMAGES**
- ☐ **COLOR OR BLACK AND WHITE PHOTOGRAPHS**
- ☐ **GRAY SCALE DOCUMENTS**
- ☐ **LINES OR MARKS ON ORIGINAL DOCUMENT**
- ☐ **REFERENCE(S) OR EXHIBIT(S) SUBMITTED ARE POOR QUALITY**
- ☐ **OTHER:** _____

IMAGES ARE BEST AVAILABLE COPY.

As rescanning these documents will not correct the image problems checked, please do not report these problems to the IFW Image Problem Mailbox.